

SPREAD SPECTRUM MULTIPLEX COMMUNICATION EQUIPMENT

Abstract of Ref. I

Publication number: JP10303853

Publication date: 1998-11-13

Inventor: TAKEUCHI YOSHIHIKO; YAMANOUCHI KAZUHIKO

Applicant: JAPAN RADIO CO LTD; YAMANOUCHI KAZUHIKO

Classification:

- International: H04L27/18; H04J13/00; H04L27/18; H04J13/00; (IPC1-7): H04J13/00; H04L27/18

- European:

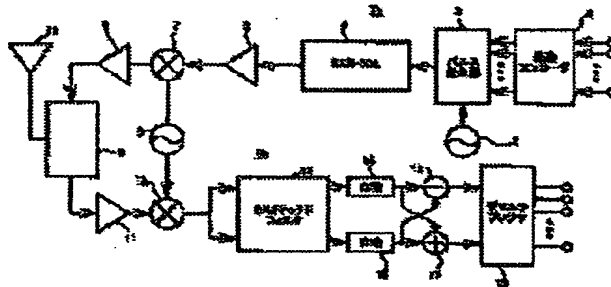
Application number: JP19970111497 19970428

Priority number(s): JP19970111497 19970428

Report a data error here

Abstract of JP10303853

PROBLEM TO BE SOLVED: To attain multiplexing, to reduce a time side lobe and to avoid the S/N from being deteriorated. **SOLUTION:** In the spread spectrum communication equipment that uses a chirp signal for spread spectrum processing, a SAW-DDL 4 that receives a multiplexed input RF pulse based on binary differential phase data and transmits a multiplexed binary differential phase modulation chirp signal changed by a phase step of π -radian based on a reference frequency to decide a differential phase amount from a reference interval corresponding to one-bit of the binary differential phase data and is provided with two systems of an input electrode that receives the binary differential phase modulation chirp signal and two output electrode pairs corresponding to the input electrode and connected in cascade in a propagation path of a surface acoustic wave converted by the input electrode. Then a data demodulation SAW matched filter 13 where a center position of the two output electrodes of each system is deviated by $\lambda/2$ each where λ is a propagation wavelength of a surface acoustic wave of a reference frequency is used for a demodulator, and the chirp signal for communication is a chirp signal whose frequency change per unit time changes with time.



Data supplied from the esp@cenet database - Worldwide

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開平10-303853

(43) 公開日 平成10年(1998)11月13日

(51) Int.Cl.⁴

識別記号

F I

H 0 4 J 13/00

H 0 4 J 13/00

A

H 0 4 L 27/18

H 0 4 L 27/18

Z

審査請求 未請求 請求項の数15 O L (全 15 頁)

(21) 出願番号 特願平9-111497

(22) 出願日 平成9年(1997)4月28日

特許法第30条第1項適用申請有り 1996年10月30日 社団法人電子情報通信学会発行の「電子情報通信学会技術研究報告 信学技報 vol. 96 No. 332」に発表

(71) 出願人 000004330

日本無線株式会社

東京都三鷹市下連雀5丁目1番1号

(71) 出願人 000179454

山之内 和彦

宮城県仙台市太白区松が丘37-13

(72) 発明者 竹内 嘉彦

東京都三鷹市下連雀5丁目1番1号 日本無線株式会社内

(72) 発明者 山之内 和彦

宮城県仙台市太白区松が丘37-13

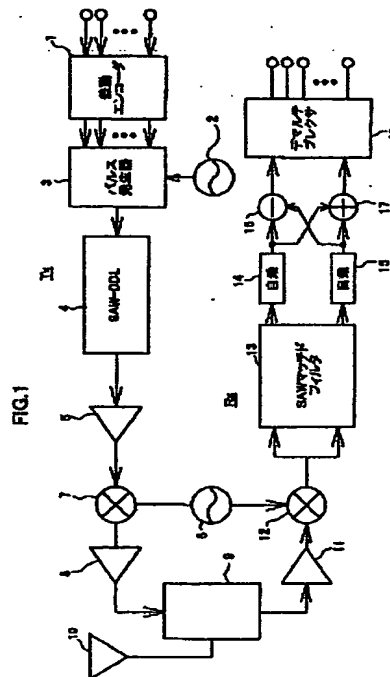
(74) 代理人 弁理士 千葉 剛宏 (外1名)

(54) 【発明の名称】 スペクトル拡散多重化通信機

(57) 【要約】

【課題】 多重化が可能で、タイムサイドロープが低減でき、かつS/Nを劣化させないスペクトル拡散多重化通信機を提供する。

【解決手段】 スペクトル拡散のためにチャープ信号を用いたスペクトル拡散通信機であって、2値差動位相データに基づく多重化された入力RFパルスが供給されて時間間隔が2値差動位相データ1ビットに対応する基準間隔から差動位相量を決めるための基準周波数をもとに π ラジアン位相ステップで変化する多重化された2値差動位相変調チャープ信号を送出するSAW-DDL 4を変調器とし、2値差動位相変調チャープ信号を入力とする入力電極と入力電極に対応しかつ入力電極によって変換される弾性表面波の伝播路中に縦続接続された2つの出力電極対とを2系統備え、各系統を形成する2つの出力電極の中心位置が基準周波数の弾性表面波の伝播波長を λ_0 としたとき $\lambda_0/2$ ずつ位置をずらして設けたデータ復調用SAWマッチドフィルタ13を復調器とし、交信のためのチャープ信号を単位時間当たりの周波数変化量が時間と共に変化するチャープ信号とする。



【特許請求の範囲】

【請求項1】スペクトル拡散のためにチャープ信号を用いたスペクトル拡散多重化通信機において、交信のためのチャープ信号を単位時間当たりの周波数変化量が時間と共に変化するチャープ信号とすることを特徴とするスペクトル拡散多重化通信機。

【請求項2】スペクトル拡散のためにチャープ信号を用いたスペクトル拡散多重化通信機であって、入力高周波パルスの時間間隔をデータ1ビットに対応する基準期間から差動位相量を定めるための基準周波数をもとに $2\pi/N$ ラジアン位の位相ステップで変化させることによって発生するチャープ信号間にN値差動位相変調を施す弾性表面波分散型遅延線の入力電極に、前記入力高周波パルスと共に多重化のチャンネル数をKとしたとき数(K-1)の高周波パルスを前記入力高周波パルスの各パルス間に入力して多重化されたN値差動位相変調チャープ信号を出力電極から送出する弾性表面波分散型遅延線を変調器とする送信部と、データ1ビットに対応する基準期間から差動位相量を定めるための基準周波数をもとに $2\pi/N$ ラジアン位の位相ステップで変化するN値差動位相変調チャープ信号が多重化された多重化チャープ変調信号を入力とする入力電極と、入力電極に対応しかつ入力電極によって変換される弾性表面波の伝播路中に縦続接続された2つの出力電極対とをN系統備え、前記基準周波数の弾性表面波伝播波長を λ_0 としたとき各系統を形成する2つの出力電極はその中心間位置で λ_0/N ずつ位置をずらして設けられ、かつ入力電極または出力電極対の少なくともいずれか一方がチャープ電極である弾性表面波マッチドフィルタを復調器とする受信部とを含み、交信のためのチャープ信号を単位時間当たりの周波数変化量が時間と共に変化するチャープ信号とすることを特徴とするスペクトル拡散多重化通信機。

【請求項3】請求項2記載のスペクトル拡散多重化通信機において、チャープ信号の単位時間当たりの周波数の変化量の変化は、弾性表面波分散型遅延線の入力電極または出力電極の少なくともいずれか一方の電極を構成する電極の電極指ピッチの変化量を変化させることによって付与することを特徴とするスペクトル拡散多重化通信機。

【請求項4】請求項2記載のスペクトル拡散多重化通信機において、チャープ信号の単位時間当たりの周波数の変化量の変化は、弾性表面波分散型遅延線の入力電極または出力電極の少なくともいずれか一方の電極を構成する電極の電極指ピッチの変化量を変化させることと弾性表面波マッチドフィルタの入力電極または出力電極の少なくともいずれか一方の電極を構成する電極の電極指ピッチの変化量を変化させることによって付与することを特徴とするスペクトル拡散多重化通信機。

【請求項5】請求項2記載のスペクトル拡散多重化通信機において、チャープ信号の単位時間当たりの周波数の

変化量の変化は、予め定めた周波数重み付けに基づくことを特徴とするスペクトル拡散多重化通信機。

【請求項6】請求項2記載のスペクトル拡散多重化通信機において、チャープ信号の単位時間当たりの周波数の変化量の変化は、その周波数に対する周波数重み付け値の逆数にほぼ比例することを特徴とするスペクトル拡散多重化通信機。

【請求項7】請求項5記載のスペクトル拡散多重化通信機において、周波数重み付けは、復調出力においてタイム・サイドローブの小さな周波数重み付けであることを特徴とするスペクトル拡散多重化通信機。

【請求項8】請求項5記載のスペクトル拡散多重化通信機において、周波数重み付けは、ハミング窓関数重み付けであることを特徴とするスペクトル拡散多重化通信機。

【請求項9】請求項5記載のスペクトル拡散多重化通信機において、周波数重み付けは、ドルフーチェビシェフ窓関数重み付けであることを特徴とするスペクトル拡散多重化通信機。

【請求項10】請求項5記載のスペクトル拡散多重化通信機において、周波数重み付けは、テ일러窓関数重み付けであることを特徴とするスペクトル拡散多重化通信機。

【請求項11】請求項5記載のスペクトル拡散多重化通信機において、周波数重み付けは、 \cos^2 窓関数重み付けであることを特徴とするスペクトル拡散多重化通信機。

【請求項12】請求項5記載のスペクトル拡散多重化通信機において、周波数重み付けは、 \cos^3 窓関数重み付けであることを特徴とするスペクトル拡散多重化通信機。

【請求項13】請求項5記載のスペクトル拡散多重化通信機において、周波数重み付けは、 \cos^4 窓関数重み付けであることを特徴とするスペクトル拡散多重化通信機。

【請求項14】請求項5記載のスペクトル拡散多重化通信機において、周波数重み付けは、ブラックマン窓関数重み付けであることを特徴とするスペクトル拡散多重化通信機。

【請求項15】請求項5記載のスペクトル拡散多重化通信機において、周波数重み付けは、カイザー窓関数重み付けであることを特徴とするスペクトル拡散多重化通信機。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明はスペクトル拡散のためにチャープ信号を用いたスペクトル拡散多重化通信機に関し、さらに詳細には交信のためのチャープ信号の周波数の時間当たりの変化率を変化させたスペクトル拡散多重化通信機に関する。

【0002】

【従来の技術】情報を伝送するために必要最低限の周波数帯域幅より遥かに広い帯域に変調する通信であるスペクトル拡散通信、言い換えれば情報変調される被変調信号の周波数帯域幅が情報の持つ帯域と比べて遥かに広い通信であるスペクトル拡散通信にチャープ信号を用いることが提案されている。

【0003】スペクトル拡散通信は同一周波数帯域において複数の利用者が同時に通信可能であり、周波数分割もしくは時分割されたスロットと通話チャンネルが1対1に対応する周波数分割多重もしくは時分割多重とは異なり、通信チャンネルの限界付近において、徐々にそのS/Nを下げるが、急激な飽和をきたさない利点を持っている。また、基本的に同一周波数に重畳された信号を拡散符号を基に分離できることから情報速度の異なるシステムを同一周波数帯域にて、それぞれ独立に運用でき、通信システムに対して柔軟な対応が可能であるという利点も持っている。

【0004】そこで、このチャンネル容量およびシステム変化への柔軟性に注目し、移動通信のためのセルラー・システムにこのスペクトル拡散技術を用いて、既に実用化されている。ここで、同一周波数帯域幅におけるスペクトル拡散通信を利用した符号分割多重方式において、チャンネル容量を最大限確保するため、アダマール系列等の直交化系列を用いた符号分割多重が行われている。また、受信時のチャンネル重ね合わせが均等に行われる際、送受距離および通信路の環境に依存した受信信号レベルの均一化のため、送信側にフィードバックしてパワー・コントロールを施す等の対策をしている。

【0005】このようなシステムは、基地局を設置する場合、その通信路の環境を充分調べ、その状況に応じて基地局を設置し、またシステム運用時においても基地局のエリアに属する複数の移動端末に対して充分コントロールが施されない限り、そのシステムの持っている最大限の性能を発揮させることができない。

【0006】さらに、このようなシステムでは、無線通信に関する充分な知識を持つ技術者抜きには、その最大限の性能を維持させることはできない。

【0007】一方、従来のような音声による会話を基調とした通信に加えて、現在の小型化された計算機の普及により、国内外を問わない世界規模のグローバルな通信が必要に応じて常時可能であることが必要となっている。

【0008】しかし、遠距離の通信を容易に実現できたと同時に、近距離における通信においては一層の高品質な通信が求められるようになった。

【0009】この近距離通信における要求を満足するため、社会的な通信設備を必要としない、小規模な、室内、ビル内、もしくは工場内における頻繁で不規則な通信が必要となっており、このような通信に対して社会基

盤の整備を必要とするようなシステムを利用しようとするのは適切ではなく、より小規模で、かつ融通性にとみ、初期投資の小さなシステムが必要とされていた。

【0010】このような要請に対応して、複雑な構成要素を必要としない局所的な通信に有効な、無線LAN (Local Area Network) に用いるための手段として、同一符号を用いて、相関時刻の差により多重化する手法が提案されている〔例えば、丸田靖、高山大輔、鎌田武遠、山崎剛、末次琢三、益一哉、坪内和夫、「2.4 GHz帯フロントエンドSAWコリレータを用いたカードサイズSS復調器」電子情報通信学会技術研究報告(信学技報とも記す)、SST95-74 (1995) 参照〕。

【0011】

【発明が解決しようとする課題】この種の多重化方法は、送信側にて変調信号を一般的なデジタル変調に用いる直交化変調器等により容易に実現できるメリットを持っている。また、別の送信機からの多重化の場合、キャリア周波数の微妙な差により、周波数差に対応するビートで伝播状況が周期的に変化する問題を生じる。したがって複数のキャリア周波数を必要とするマルチキャリア・システム、もしくは信号合成時に相互の位置関係をランダムに変移させる等の対応が必要であり、簡易な通信機により多重化を行うことが難しいという問題点があった。

【0012】一方、周波数が時間と共に連続的に変化するチャープ信号は受信時にマッチドフィルタを用いることにより良好なS/Nが得られ、かつ高い距離分解能が得られることから、チャープ・レーダとして、測距に広く利用されている。しかし、チャープ信号をスペクトル拡散(スペクトル拡散をSSとも記す)変調信号として利用するチャープSS方式は、R.C.Dixon, 「Spread Spectrum Systems」, John Wiley & Sons, New York (1976) において、既にスペクトル拡散の1ジャンルとして分類されているものの、通信に利用した例はあまりない。

【0013】通信に利用した1例として、J. Burnswieg, J. Wooldridge, 「Ranging and Data Transmission using Digital Encoded FM-Chirp Surface Acoustic Wave Filters」IEEE Trans. Microwave Theory & Tech., MTT-21, No.4, pp.272-279 (1973) において示されたデジタルエンコードドチャープキャリア装置がある。このデジタルエンコードドチャープキャリア装置の構成を図11に示す。

【0014】図11に示すデジタルエンコードドチャープキャリア装置は、クロックパルスに基づいて弾性表面波(弾性表面波をSAWとも記す)を発生させるための高周波(高周波をRFとも記す)パルスをパルスジェネレータ31にて発生させ、スイッチドライバ32によってデジタルメッセージを構成するデータの「0」、「1」に対応して単極双投(SPDT)のスイッチ33

を切り換えて、RFパルスを分散型遅延線（分散型遅延線をDDLとも記す）34の2つある入力電極34₁、34₂のいずれか一方から入力し、電極指間の距離が徐々に変化するチャープ電極34₃からチャープ信号を得て送信している。

【0015】チャープ電極は電極指のピッチが場所によって徐々に異なるように形成された電極である。

【0016】ここで、RFパルスがチャープ電極34₃の電極指ピッチが広い側より入力され徐々にピッチが狭くなる場合は時間と共に周波数が増加するアップ・チャープ信号が、逆に電極指ピッチが狭い側から入力され、徐々にピッチが広くなる場合は周波数が徐々に減少するダウン・チャープ信号が出力される。

【0017】ここで、アップ・チャープ、ダウン・チャープにメッセージデータの“1”と“0”を対応させれば、受信側にてアップ・チャープ、ダウン・チャープそれぞれのマッチドフィルタ35でメッセージデータの“0”、“1”を識別することができる。

【0018】図11に示すデジタルエンコードチャープキャリア装置によれば、キャリア周波数のずれ、即ちドプラー効果等によりキャリア周波数に変化しても相関特性の劣化が小さい利点を持っており、低軌道衛星との通信に利用されている。この装置は周波数帯域幅が充分あり、比較的低速の通信で、大きなプロセス・ゲイン〔チャープ信号の場合、BT積（B：周波数帯域幅、T：チャープ時間）〕の場合、アップ・チャープとダウン・チャープの相互相関が良好となるため、有効である。

【0019】しかし、民生利用の場合、周波数帯域幅が限られ、加えて利用周波数帯域幅に比較して高速データ伝送を必要とする場合においては、アップ・チャープとダウン・チャープ間の相互相関が劣化してくるため有効な通信手段とは言い難いという問題点があった。

【0020】他の例として、高井均、浦部嘉夫、山崎英聡、竜田明浩、「低拡散率において対マルチパス性と対妨害性を両立維持するSR-chirp PSK方式の提案」、信学技報SST94-47（1994）に示された送受信機がある。この送受信機の送信部の構成を図12に、受信部の構成を図13に示す。図12に示した送信部はチャープ信号をスペクトル拡散信号に利用した送信機である。

【0021】図12に示した送信機によれば、差動・グレイエンコード61によって符号化されたメッセージデータI、Qをデータ変調器62によって差動位相変調し、差動位相変調されたメッセージデータ信号を、チャープ信号発生器63によって発生させたチャープ信号を用いて、乗算器64によって乗算することでスペクトル拡散変調して送信する。

【0022】図12に示す送信機から送出された信号を図13に示すように構成された受信機によって受信す

る。図13に示す受信機では、周波数変換器65にて周波数変換され、スペクトル拡散変調された受信信号の周波数帯域の一部をサブバンドフィルタ66で切り出し、その出力信号を遅延検波器67にて遅延検波することによりデータ復調する。

【0023】図14は図13に示した受信機の作用の説明のための波形図であって、図14（a）、（b）、（c）、（d）は、それぞれ、チャープ信号を用いたスペクトル拡散変調信号である受信信号波形、サブバンド信号のローバンド信号波形、サブバンド信号のミドルバンド信号波形、サブバンド信号のハイバンド信号波形を示す。

【0024】受信機を図13に示すような構成として、周波数変換器65を構成する局部発信器の発信周波数を変更することにより周波数変換された受信信号の周波数帯域を変更することができ、たとえ、利用周波数帯域幅の一部に妨害等があっても、その周波数帯域を回避した周波数帯域をサブバンドフィルタ66によって抽出することができ、周波数ダイバーシティ効果によりシステムの対妨害特性を改善することができる。

【0025】しかし、このような送受信機によるときは、送信された電力の一部のみしか利用していないため、送信電力の使用効率が悪いという問題点があった。また、使用しない周波数帯域にも電波を送信するため、他のシステムに必要以上の妨害を与えることになるという問題点もあった。

【0026】また、チャープ信号をスペクトル拡散信号として用いるスペクトル拡散通信方式において周波数の変化率が一定の場合、使用周波数帯域に対応する周波数帯域で周波数を変化させると、その出力信号は、チャープ信号の前後で起こる周波数の急激な変化のため、可変周波数幅以上に周波数変化し、使用周波数帯域以上の帯域に広がってしまうという問題点がある。

【0027】このため、実際の使用周波数帯域幅以下の周波数に絞る方法があるが、スペクトル拡散の効果の指標となるプロセス・ゲインを下げる結果となる。また、必要帯域以上に広がったスペクトルを帯域フィルタにて制限する方法があるが、この方法にて帯域制限した場合、チャープ信号の前後にて信号振幅が下がり、信号の包絡線が大きく変化するという問題点が生ずる。このような信号は線形増幅器で増幅しない限り、帯域外スプリアスが増加するという問題点も生ずる。

【0028】本発明は、多重化が可能で、タイムサイドローブが低減でき、かつS/Nを劣化させないスペクトル拡散多重化通信機を提供することを目的とする。

【0029】

【課題を解決するための手段】本発明の請求項1記載のスペクトル拡散多重化通信機は、スペクトル拡散のためにチャープ信号を用いたスペクトル拡散多重化通信機において、交信のためのチャープ信号を単位時間当たりの

周波数変化量が時間と共に変化するチャープ信号とすることを特徴とする。

【0030】本発明の請求項1記載のスペクトル拡散多重化通信機によれば、交信のためのチャープ信号を単位時間当たりの周波数変化量が時間と共に変化するチャープ信号としたために、タイムサイドローブが低減でき、かつS/Nが劣化することもない。

【0031】本発明の請求項2記載のスペクトル拡散多重化通信機は、スペクトル拡散のためにチャープ信号を用いたスペクトル拡散多重化通信機であって、入力高周波パルスの時間間隔をデータ1ビットに対応する基準期間から差動位相量を決めるための基準周波数をもとに $2\pi/N$ ラジアン位の位相ステップで変化させることによって発生するチャープ信号間にN値差動位相変調を施す弾性表面波分散型遅延線の入力電極に、前記入力高周波パルスと共に多重化のチャンネル数をKとしたとき数(K-1)の高周波パルスを前記入力高周波パルスの各パルス間に入力して多重化されたN値差動位相変調チャープ信号を出力電極から送出する弾性表面波分散型遅延線を変調器とする送信部と、データ1ビットに対応する基準期間から差動位相量を決めるための基準周波数をもとに $2\pi/N$ ラジアン位の位相ステップで変化するN値差動位相変調チャープ信号が多重化された多重化チャープ変調信号を入力とする入力電極と、入力電極に対応しかつ入力電極によって変換される弾性表面波の伝播路中に縦続接続された2つの出力電極対とをN系統備え、前記基準周波数の弾性表面波伝播波長を入。としたとき各系統を形成する2つの出力電極はその中心間位置で入。/Nずつ位置をずらして設けられ、かつ入力電極または出力電極対の少なくともいずれか一方がチャープ電極である弾性表面波マッチドフィルタを復調器とする受信部とを含み、交信のためのチャープ信号を単位時間当たりの周波数変化量が時間と共に変化するチャープ信号とすることを特徴とする。

【0032】本発明の請求項2記載のスペクトル拡散多重化通信機によれば、弾性表面波分散型遅延線に多重化する数KのN値差動位相データに基づく高周波パルスが時間的に順次入力されて、弾性表面波分散型遅延線から多重化されたN値差動位相データに基づいて変調された多重化変調チャープ信号が送信部から送出される。

【0033】送信部から送出された多重化変調チャープ信号が弾性表面波マッチドフィルタに入力されて、弾性表面波マッチドフィルタの入力電極によって弾性表面波に変換され、該弾性表面波を受けた出力電極対によって差動位相データの位相偏移に基づく連続2周期の期間にわたって同相加算、逆相加算がなされて、差動位相データに対応する復調された電気信号が出力されて、データ復調がなされる。

【0034】この場合に、交信のためのチャープ信号を単位時間当たりの周波数変化量が時間と共に変化するチャープ信号としたために、タイムサイドローブが低減でき、かつS/Nが劣化することもない。また、スペクトル拡散多重化通信機の構成が簡単になる。

【0035】ここで、チャープ信号を単位時間当たりの周波数変化量が時間と共に変化するチャープ信号とするために、弾性表面波分散型遅延線の入力電極および/または出力電極の電極指ピッチの変化量を変化させてもよく、弾性表面波マッチドフィルタの入力電極および/または出力電極対の電極指ピッチの変化量を変化させてもよい。

【0036】

【発明の実施の形態】以下、本発明にかかるスペクトル拡散多重化通信機を実施の一形態によって説明する。

【0037】図1は、本発明の実施の一形態にかかるスペクトル拡散多重化通信機の構成を示すブロック図である。

【0038】本発明の実施の一形態にかかるスペクトル拡散多重化通信機は送信部TXと受信部RXから構成されており、メッセージデータを差動位相化したデータに基づいて生成したRFパルスを弾性表面波分散型遅延線(弾性表面波分散型遅延線をSAW-DDLとも記す)へ供給することによってSAW-DDLにおいてチャープ信号を発生させ、かつSAW-DDLを、SAW-DDLから連続して発生されるチャープ信号間にメッセージデータに基づく差動位相変調をすると共に多重化をする変調器とし、SAWマッチドフィルタをデータ復調器として構成し、かつ、交信のためのチャープ信号を単位時間当たりの周波数が時間と共に変化する非直線チャープ信号としたものである。

【0039】本発明の実施の一形態にかかるスペクトル拡散多重化通信機では、差動位相変調は2値差動位相変調の場合であって、かつ3つの情報を多重化する場合、すなわち多重化チャンネル数Kを3とした場合を例に説明する。

【0040】まず、本発明の実施の一形態にかかるスペクトル拡散多重化通信機を用いた通信機の送信部TXについて説明する。

【0041】差動エンコーダ1に供給されたデジタルメッセージデータは差動エンコーダ1にて差動化されてパルス発生器3へ送出される。ここで、差動エンコーダ1に時分割でメッセージデータを供給して差動エンコーダ1から時分割された差動化メッセージデータをパルス発生器3へ送出するようにしても、差動エンコーダ1に多重化する数だけ独立して設けて、複数の差動エンコーダからの出力を時分割で取り出して、時分割された差動化メッセージデータをパルス発生器3へ送出するようにしてもよい。

【0042】一方、例えばSAW形成のために周波数300MHzの発振をする発振器2からの発振出力を受けて、パルス発生器3にてデータ速度に対応し、かつ差動

エンコーダ1へ入力される符号“0”、“1”に基づく時間間隔で、多重化数である複数（この場合、 $K=3$ とする）重ねたRFパルス系列がパルス発生器3にて生成される。パルス発生器3によって生成されたRFパルス系列がSAWを利用した分散型遅延線であるSAW-DDL4へ送出されて、周波数が時間と共に徐々に変化し、多重化されたチャープ信号が生成される。

【0043】RFパルスの周波数はチャープ信号の中心周波数に設定することが好適である。RFパルスのパルスの幅に基づいてRFパルスの周波数帯域幅が定まる。RFパルスによって生成される周波数帯域幅はチャープ信号の周波数帯域幅よりも広くなければならない。このためにRFパルスのパルス幅は逆に狭く設定する必要がある。

【0044】ここで、SAW-DDL4は周波数により遅延時間が異なる遅延線で、このSAW-DDL4に多重化チャンネルのRFパルスを加えるとRFパルスの持っている周波数成分により遅延時間が異なるため、SAW-DDL4の出力信号の周波数は時間と共に徐々に変化する多重化変調チャープ信号がSAW-DDL4により送出される。SAW-DDL4の遅延時間が周波数の上昇と共に増大する場合は、出力信号は時間と共に周波数が上昇し、アップ・チャープ信号となり、逆にSAW-DDL4の遅延時間が周波数と共に減少する場合は、出力信号は時間と共に周波数が減少するダウン・チャープ信号となる。

【0045】図2にSAW-DDL4の構成を示す。SAW-DDL4は、圧電基板41上にチャープ電極からなる入力電極42を設け、入力電極42で励振されるSAWの伝播路上にチャープ電極からなる出力電極43を配置する。ここで、入力電極42と出力電極43の一方側もしくは両方においてその電極指ピッチが異なる場合、すなわち、図2に示すSAW-DDL4の例においては、入力電極42と出力電極43とにおいて入出力電極相互に近い側の電極指ピッチは長く形成されているため低周波側のSAWの送受が行われ、かつ入出力電極相互に遠い側の電極指ピッチが短く形成されているため高周波側のSAWの送受が行われる。この結果、SAW-DDL4では、入力RFパルスの周波数成分のうち、周波数の低い側の信号がより早く出力され、アップ・チャープ信号が生成される。

【0046】このようなSAW-DDLは、レーダ・システムにおいて実用化されており、J. W. Arthur, 「Modern SAW-Based Pulse Compression Systems For Radar Applications」, Electronics & Communications Engineering J., Vol.7, No.6, pp. 236-246 (1995)に示されている。

【0047】なお、SAW-DDL4から出力される交信のためのチャープ信号を、単位時間当たりの周波数変化量が時間と共に変化する非直線チャープ信号とするための入出力電極の電極指ピッチについては後記する。

【0048】ここで、パルス発生器3によって時間間隔 δT で生成される k チャンネルのRFパルス系列は nk ビット目の差動化されたデータ値 $D(nk)$ にしたがう。時間間隔 $\delta Tk(n)$ としたとき、時間間隔 $\delta Tk(n)$ は次の(1)式で表される。

【0049】

【数1】

$$\delta Tk(n) = T_0 + \frac{1}{f_0} \cdot \frac{\phi(nk)}{2\pi} \quad \dots(1)$$

【0050】ここで、 T_0 は差動化されたデータ1ビットに対応する基準間隔（以下、基準時間とも記す）であり、 f_0 は基準時間 T_0 に対応する基準周波数であって、差動位相変調に基づく差動位相量を求めるための基準となる周波数であり、次の(2)式に示す関係にある。

【0051】

【数2】

$$T_0 = N_b \frac{1}{f_0} \quad \dots(2)$$

【0052】ここで、 N_b (N_b は正の実数)は差動化されたデータ1ビットが基準周波数 f_0 に基づく周期の N_b 倍であることを意味する。

【0053】基準周波数 f_0 には一般的に生成されるチャープ信号の中心周波数を当てるが、チャープ信号の下限の周波数（最小周波数）または上限の周波数（最大周波数）を当てても、チャープ信号中の他の周波数を当てても差し支えない。(1)式における $\phi(nk)$ は k 番目の多重化データ系列の n ビットの値 $D(nk)$ に対応する基準周波数 f_0 における差動位相量である。

【0054】(1)式および(2)式から時間間隔 $\delta Tk(n)$ は次の(3)式となる。

【0055】

【数3】

$$\delta Tk(n) = N_b \cdot \frac{1}{f_0} + \frac{\phi(nk)}{2\pi} \frac{1}{f_0} \quad \dots(3)$$

【0056】以下、基準周波数 f_0 はチャープ信号の中心周波数に設定した場合を例に説明する。

【0057】差動位相量 $\phi(nk)$ は $2\pi/N$ ラジアンであって、2値差動化位相変調の場合、 $\phi(nk)$ は次の(4)式により表すことができる。

【0058】

【数4】

$$\phi(nk) = \begin{cases} 0 & ; D(nk) = D(nk-1) \\ \pm \pi & ; D(nk) \neq D(nk-1) \end{cases} \quad \dots(4)$$

【0059】ここで、複号±は次の(5)式が nT_0 に近くなる符号を取るものとする。

$$\sum_{i=1}^n \delta Tk(i)$$

【0061】(1)式において右辺の第2項は位相項であって、(4)式は2値差動化位相変調の場合0か、± $0.5/f_0$ となるが、複号±は上記したように nT_0 に近くなる方の符号が取られる。

【0062】また、多重化において、k番目のRFパルス列のnビット目のRFパルス時間 $T_k(n)$ は次の(6)式のように

【0063】

【数6】

$$|T_k(n) - T_l(n)| > \tau \cdot \frac{1}{B} \quad (k \neq l) \quad \dots\dots(6)$$

【0064】とする。ここで、 T_l (エル)(n)はl(エル)番目のRFパルス列のnビット目のRFパルス時間であり、Bは窓関数の周波数帯域、 τ はパルス圧縮時に窓関数に依存するパルス幅の広がり率である。例えばハミング窓関数の場合 $\tau=2$ (ヌル点幅)である。一例として $B=56\text{MHz}$ 、 $T_0=1.5\mu\text{sec}$ とすると、理論上 $K=42$ の42多重まで可能である。

【0065】上記のような複数重ねられたパルス列をSAW-DDL4に入力することにより、SAW-DDL4から各パルス列は $T_0=1.5\mu\text{sec}$ 時間幅に広がるチャープ信号を間断なく発生し、各パルス列により生成されるチャープ信号の繰返しは、重ね合わされて出力される。

【0066】いま、SAW-DDL4の入力電極42の隣り合う電極指ピッチを直線的に増加させずに、非直線的に増加させるように生成することによって、チャープ信号の単位時間当たりの周波数変化量が直線的ではなく非直線的になるようにしてあり、チャープ信号の単位時間当たりの周波数変化量は、予め定めた周波数重み付け値の逆数にほぼ比例するように生成してある。

【0067】換言すれば、重い周波数重み付けをつける場合ほど電極指ピッチの変化率は小さくなるように入力電極42が生成されて、チャープ信号の単位時間当たりの周波数変化量が少なくて緩やかにチャープ信号の周波数が変化していく。軽い周波数重み付けをつける場合ほど電極指ピッチの変化率は大きくなるように入力電極42が生成されて、チャープ信号の単位時間当たりの周波数変化量が大きくて早くチャープ信号の周波数が変化していく。

【0068】この周波数重み付けは復調出力において、タイムサイドロープが減少するように設定されて、例えば、ハミング窓関数重み付けがなされる。

【0069】なお、上記はSAW-DDL4の入力電極42側において周波数重み付けを付す場合を例示した

【0060】

【数5】

.....(5)

が、出力電極43側において周波数重み付けを付してもよい。また、入力電極42側と出力電極43側とにおいて周波数重み付けを付してもよく、この場合には入力電極42側における周波数重み付けと出力電極43側での周波数重み付けとの合成された周波数重み付けが復調出力において、タイムサイドロープが減少するように設定されることは言うまでもない。

【0070】ここで、時間軸を横軸にとり、チャープ信号の周波数および振幅を縦軸にとって示すと、図3

(b)に示すように振幅は一定で、図3(a)および

(b)に示すようにチャープ信号の時間に対する周波数は一定率で変化するのではなく、単位時間当たりの周波数変化量が時間と共に変化する非直線チャープ信号となる。

【0071】同様に、時間軸を横軸にとり、多重化されたチャープ信号の周波数を縦軸にとって示すと、各チャープ信号の時間に対する周波数は一定率で変化するのではなく、図4に示すごとく多重化された各チャープ信号は単位時間当たりの周波数変化量が時間と共に変化する非直線チャープ信号となる。

【0072】したがって特定の時刻においては周波数分割多重が行われており、特定の周波数に着目して見れば時分割多重が行われている多重化変調チャープ信号がSAW-DDL4から送出される。SAW-DDL4から送出される多重化変調チャープ信号は多重化変調非直線チャープ信号であるが、以下、混乱を起こさない限り、単に多重化変調チャープ信号と記す。

【0073】SAW-DDL4から出力される多重化変調チャープ信号は増幅器5にて増幅され、増幅出力は局部発振器6とミキサ7とからなる周波数変換器にて周波数変換され、送信電力増幅器8にて増幅のうえ、送受信切替器9を介してアンテナ10に供給されてアンテナ10から送信される。

【0074】さらに具体的にパルス発生器3およびSAW-DDL4における変調作用について図5および図6によって説明する。なお、図5においてパルス波形はRFパルスの正側の半周期の波形を示している。

【0075】図5(a)に多重化される最初のチャンネル対する場合(図5(a)において $k=1$ と記してある)のRFパルスの波形を、図5(b)に多重化される次のチャンネル対する場合(図5(b)において $k=2$ と記してある)のRFパルスの波形を、図5(c)に多重化されるさらに次のチャンネル対する場合(図5(c)において $k=3$ と記してある)のRFパルスの波形を例示してある。

【0076】メッセージデータの差動化された符号に基づいて、時間間隔 $\delta T_k(n)$ が、 $k=1$ の場合を例に説明する。

【0077】2値差動位相変調の場合であって、例えば、1ビット目から3ビット目までにおいては符号(位相)の反転がなく、4ビット目において3ビット目から符号が反転し、5ビット目において符号が反転したとする。

【0078】第1番目のRFパルスを基準として第2番目のRFパルスとの間の時間間隔 $\delta T_1(1)$ は1ビット目のデータ値に基づいて定まり、時間間隔 $\delta T_1(1)$ は基準間隔 T_0 と同一である。第2番目のRFパルスと第3番目のRFパルスとの間の時間間隔 $\delta T_1(2)$ は2ビット目のデータ値に基づいて定まり、基準間隔 T_0 と同一である。

【0079】第3番目のRFパルスと第4番目のRFパルスとの間の時間間隔 $\delta T_1(3)$ は3ビット目のデータ値に基づいて定まり、破線位置が時間間隔 $\delta T_1(1)$ と同一であるが、図中、実線で示すように時間間隔 $\delta T_1(1)$ よりも基準周波数 f_0 の逆数の $1/2$ だけ伸張されている。

【0080】第4番目のRFパルスと第5番目のRFパルスとの間の時間間隔 $\delta T_1(4)$ は4ビット目のデータ値に基づいて定まり、破線位置からは時間間隔 $\delta T_1(1)$ と同一であるが、第4番目のRFパルスの発生時刻から基準周波数 f_0 の逆数の $1/2$ だけ短縮されている。

【0081】これらは、メッセージデータの差動化された符号の“0”、“1”に基づいていることは前記のとおりである。また、図5(b)および(c)の場合も同様であって、その説明は省略する。

【0082】図5(a)、(b)および(c)に示したRFパルスが重ねられた図5(d)に示すRFパルスがSAW-DDL4に輸入される。ここで、差動化されたデータ1ビット(1シンボルとも記す)を1チャープ信号によって拡散するものとして、RFパルス系列が輸入されたSAW-DDL4において、 $k=1$ のRFパルスに対応して図6(a)に示す波形のチャープ信号が生成される。図5(a)において破線で示した時間間隔 $\delta T_1(3)$ 経過したときのRFパルスに基づくチャープ信号は基準周波数 f_0 において位相が π だけずれており、時間間隔 $\delta T_1(4)$ 経過したときのRFパルスに基づくチャープ信号の位相はもとに戻っている。

【0083】図6(b)および(c)に示すチャープ信号波形は、図5(b)および(c)に示すRFパルスに基づくチャープ信号波形である。

【0084】したがって、SAW-DDL4が時不変線形回路であることを利用して、SAW-DDL4からは図6(a)、(b)および(c)に示したチャープ信号が重畳された図6(d)に示すチャープ信号が送出され

る。この場合は $K=3$ の場合であり、図6(a)、

(b)および(c)に示したチャープ信号が多重化された図6(d)に示すスペクトル拡散変調信号である多重化変調チャープ信号がSAW-DDL4から出力されて、送信される。

【0085】次に、本発明の実施の一形態にかかるスペクトル拡散多重化通信機の受信部RXについて説明する。

【0086】送信されてきたスペクトル拡散変調信号はアンテナ10および送受信切替器9を介して受信され、増幅器11によって増幅のうえ、局部発振器6とミキサ12とからなる周波数変換器によって周波数変換されて、データの位相偏移に基づいて複数系列の入出力電極が設けられたデータ復調用SAWマッチドフィルタ13に供給されて、データ復調される。データ復調出力はそれぞれ自乗回路14および15で各別に自乗されて整流され、自乗出力は減算回路16および加算回路17に供給して減算および加算が行われて、減算回路16の出力および加算回路17の出力はデマルチプレクサ18にてデマルチプレクスされて送出される。

【0087】データ復調用SAWマッチドフィルタ13は一般的に圧電基板の表面にチャープ電極で構成された入力電極および出力電極から構成されている。

【0088】図7はデータ復調用SAWマッチドフィルタ13の構成を示す模式図である。

【0089】本発明の実施の一形態にかかるスペクトル拡散多重化通信機では2値差動位相変調の例であるため、図7は2値差動位相変調された信号を復調するためのデータ復調用SAWマッチドフィルタ13を示しており、位相偏移2種類、すなわち0ラジアン位相偏移と π ラジアン位相偏移に対応して、入力電極132、出力電極133および134の第1の系統m1と、入力電極135、出力電極136および137の第2の系統m2との2系統が同一圧電基板131上に形成されていて、出力電極134および137から出力が取り出される。

【0090】入力電極132および135は電極指ピッチが入力側から順次短くなるチャープ電極で形成され、かつ入力電極132と135のそれぞれに周波数変換された受信信号が供給される。出力電極133、134、136および137は電極指ピッチがSAWの入力側から出力側にかけて順次長くなるチャープ電極で形成され、さらに、出力電極133と出力電極134とはその中心位置において後記の $(Nb\lambda_0)$ の距離隔てて同一圧電基板131上に形成され、かつ出力電極133と134とは縦続接続されている。出力電極136と137とはその中心位置において後記の $(Nb\lambda_0 + \lambda_0/2)$ の距離隔てて同一圧電基板131上に形成され、かつ出力電極136と137とは縦続接続されて、出力電極134と出力電極137とから出力を取り出すようにしてある。

【0091】データ復調用SAWマッチドフィルタ13に入力された多重化されかつ周波数変換されたチャープ信号を用いたスペクトル拡散変調信号は、入力電極132と135とに供給されて、入力電極132と135とによって電気信号からSAWに変換される。入力電極132と135とによって変換されたSAWは圧電基板131上を伝播する。

【0092】ここでは、圧電基板131上を伝播するSAWはメッセージデータに基づいてチャープ信号2スイープ間(2ビット期間)にデータに対応した位相差を有している。例えば、2スイープ間のチャープ信号の中心周波数において0ラジアンもしくは π ラジアン位相変調が施された信号を復調する場合は、差動位相変調されたチャープ信号が入力電極132および135にて0ラジアンもしくは π ラジアンの位相差を有するSAWに変換されて圧電基板131上を伝播する。

【0093】入力電極132および135によって変換された2スイープ分のSAWを第1の系統m1の2つの出力電極133と134および第2の系統m2の2つの出力電極136と137によってそれぞれ取り出される。このときチャープ信号2周期に対して、波形に対応する位置に2つの縦続接続された出力電極を配置して取り出すために、第1の系統m1側では出力電極133と134とは、基準周波数 f_0 、基準時間 T_0 から(2)式により求まるNbを用いて、中心位置においてNb λ_0 離して設け、第2の系統m2側では出力電極136と

$$T_p = \frac{L_p}{v} = \frac{Nb\lambda_0 + \frac{P}{2}\lambda_0}{v}$$

$$= Nb \frac{\lambda_0}{v} + \frac{P}{2} \frac{\lambda_0}{v}$$

$$= Nb \frac{1}{f_0} + \frac{P}{2} \frac{1}{f_0}$$

$$= Nb \frac{1}{f_0} + \frac{P\pi}{2\pi} \cdot \frac{1}{f_0}$$

【0101】ここで、RFパルス発生の時間間隔 δT_k (n)と比較して、(3)式および(10)式より、第1の系統m1側の出力電極133、134または第2の系統m2側の出力電極136、137で、同相もしくは逆相で加算され、変調位相差 $\phi(nk)$ が検出できる。

【0102】すなわち、このように配置したことによって2周期のチャープ信号が位相差0ラジアンのとき、すなわち0ラジアンの位相差を有するSAWが圧電基板131上を伝播するときは、出力電極133と134とで同相加算され、かつ出力電極136と137とで逆相加

算されることになって、第1の系統m1の出力電極134のみから差動化された符号に基づく出力が送出され、2周期のチャープ信号が位相差 π ラジアンのとき、すなわち π ラジアンの位相差を有するSAWが圧電基板131上を伝播するときは、出力電極133と134とで逆相加算され、出力電極136と137とで同相加算されることになって、第2の系統m2の出力電極137のみから差動化された符号に基づく出力が送出される。

【0094】SAWの速度をvとすると、SAWの波長 λ_0 は次の(7)式に示す如くに表される。

【0095】

【数7】

$$\lambda_0 = \frac{v}{f_0} \quad \dots(7)$$

【0096】したがって、第1の系統m1、第2の系統m2の出力電極間の間隔 L_p は次の(8)式に示すようになる。ここでpは(9)式に示すごとくである。

【0097】

【数8】

$$L_p = Nb\lambda_0 + \frac{P}{2}\lambda_0 \quad \dots(8)$$

【0098】

【数9】

$$P = \begin{cases} 0 & \text{(m1系統側)} \\ 1 & \text{(m2系統側)} \end{cases} \quad \dots(9)$$

【0099】出力電極間の間隔 L_p をSAWの速度vで割った値の差が出力電極間におけるSAWの遅延時間差 T_p であり、次の(10)式で表すことができる。

【0100】

【数10】

.....(10)

算されることになって、第1の系統m1の出力電極134のみから差動化された符号に基づく出力が送出され、2周期のチャープ信号が位相差 π ラジアンのとき、すなわち π ラジアンの位相差を有するSAWが圧電基板131上を伝播するときは、出力電極133と134とで逆相加算され、出力電極136と137とで同相加算されることになって、第2の系統m2の出力電極137のみから差動化された符号に基づく出力が送出される。

【0103】データ復調用SAWマッチドフィルタ13からの出力は、例えば図8に示す如くである。図8

(a) は第1の系統m1からの出力の波形を示し、図8 (b) は第2の系統m2からの出力の波形を示す。

【0104】さらに、データ復調用SAWマッチドフィルタ13の作用を下記の表1によって示す。

【0105】

【表1】

表1

| 連続する2周期のチャープ信号の位相差 | | 出力を送出する系統 |
|--------------------|-----------------|-----------|
| 時間的に先のチャープ信号の位相 | 時間的に後のチャープ信号の位相 | |
| 0ラジアン | 0ラジアン | 第1の系統m1 |
| 0ラジアン | π ラジアン | 第2の系統m2 |
| π ラジアン | 0ラジアン | 第2の系統m2 |
| π ラジアン | π ラジアン | 第1の系統m1 |

【0106】上記のように出力電極134からの出力と出力電極137からの出力とは差動データに対応して背反した出力が取り出されて、データ復調がなされる。ここで、SAWマッチドフィルタ13のかかる作用をデータの位相偏移に基づいて連続する2周期にまたがる相関演算を行うともいう。

【0107】データ復調用SAWマッチドフィルタ13からの出力は自乗回路14および15によって自乗され、それぞれ図示しないローパスフィルタを通した自乗回路14の出力から自乗回路15の出力が減算回路16によって減算されて、減算回路16からは例えば図9

(a) に示す出力が送出される。この出力はメッセージデータに基づく出力に対応し、例えば正極性側がメッセージデータの“1”に、負極性側がメッセージデータの“0”に対応している。

【0108】図示しない前記ローパスフィルタを通した自乗回路14の出力と自乗回路15の出力とは加算回路17によって加算されて、加算回路17からは例えば図9 (b) に示す出力が送出される。この出力はメッセージデータが出力されているタイミングを示している。

【0109】減算回路16からの出力と加算回路17からの出力はデマルチプレクサ18に供給されて、加算回路17からの出力のタイミングで減算回路16からの出力がデマルチプレクスされて送出される。

【0110】上記した本発明の実施の一形態にかかるスペクトル拡散多重化通信機において、チャープ信号は周波数が徐々に変化するため、時間シフトして加算した場合、その加算信号のベクトル加算は常に 2π ラジアン連続的に変化しながら回転して加算され、時間を追って観測すればほぼ平均化された振幅の信号が合成される。したがって、拡散符号による同一キャリア周波数によるスペクトル拡散信号の時間シフト多重の際に問題となるよ

うな、位相合成した信号のエンベロープが極端な場合等となったり、加算信号の包絡線に著しい変動が起こるといった問題が発生しないという効果が得られる。

【0111】このことによってSAW-DDL4から出力されるチャープ信号を増幅する増幅器5および送信電力増幅器8が多少の非線形を伴う増幅器であっても、送信信号に著しい帯域外スプリアスが生ずることもなくなる。

【0112】また、本発明の実施の一形態にかかるスペクトル拡散多重化通信機によれば、データ変調されたチャープ信号を容易に生成できかつ同時に多重化でき、受信時にデータ復調用SAWマッチドフィルタ13を用いて相関検出を行うため、簡易な構成で多重化したDPSK変調チャープ信号を発生し、スペクトル拡散復調できる効果も得られる。

【0113】なお、上記した本発明の実施の一形態にかかるスペクトル拡散多重化通信機では、SAW-DDL4において、周波数重み付けがハミング窓関数重み付けの場合を例示したが、ハミング窓関数重み付けに代わって、ドルフーチェビシェフ窓関数重み付けでも、テラ窓関数重み付けでも、 \cos^2 窓関数重み付けでも、 \cos^3 窓関数重み付けでも、 \cos^4 窓関数重み付けでも、ブラックマン窓関数重み付けでも、カイザー窓関数重み付けでもよい。

【0114】また、周波数重み付けをSAW-DDL4に代わって、データ復調用SAWマッチドフィルタ13の入力電極および/または出力電極対の電極指ピッチによって付与するようにしてもよい。またSAW-DDL4とデータ復調用SAWマッチドフィルタ13とによって付与するようにしてもよい。これらの場合に、データ復調用SAWマッチドフィルタ13の各系統の出力電極間の間隔は $(Nb \times \lambda_0)$ 、 $(Nb \times \lambda_0 + \lambda_0 / 2)$ とすることは維持する必要がある。

【0115】上記のように周波数重み付けは、SAW-DDL4に全ての重み付けを付与しても、データ復調用SAWマッチドフィルタ13に全ての重み付けを付与しても、SAW-DDL4とデータ復調用マッチドフィルタ13とに振り分けて重み付けを付与してもよいが、それぞれ次のような得失があり、この得失にしたがって何れかを選択すればよい。

【0116】SAW-DDL4に全ての重み付けを付与した場合は、一般的に中心周波数付近に重い重み付けがなされるため、送信信号に著しい帯域外スプリアスが生ずるようなことない。しかし一方、データ復調用SAWマッチドフィルタ13の周波数振幅特性は帯域内において平坦となり、送信チャープ信号における重みの軽い周波数部分において、信号成分が少ないにもかかわらず、不要な雑音を通過させることになって、復調出力におけるS/Nを劣化させることになる。

【0117】データ復調用SAWマッチドフィルタ13

に全ての重み付けを付与した場合は、SAW-DDL4により生成される送信チャープ信号の周波数成分は帯域内平坦となり、全帯域を有効に使用するという利点がある。一方、重みの軽い送信チャープ信号の周波数成分は重みの重い送信チャープ信号の周波数成分と同等レベルで送信されるにもかかわらず、データ復調用SAWマッチドフィルタ13における重み付けに対応して、重みの軽い送信チャープ信号の周波数成分がデータ復調用SAWマッチドフィルタ13において捨て去られることになり、復調出力におけるS/Nを劣化させる。

【0118】これに対し、SAW-DDL4とデータ復調用マッチドフィルタ13とに振り分けて重み付けを付与した場合、重みの振り分けを正確に行うことが難しく、設計が容易ではないが、データ復調用SAWマッチドフィルタ13において、通過する不要な雑音を減少させると共に、送信チャープ信号において重み付けの軽い周波数の周波数成分を相応なレベルで送信できるため、復調出力におけるS/Nの劣化を防止できる。このS/N劣化量はミスマッチロスと呼ばれている。

【0119】周波数重み付けをハミング窓関数重み付けとした場合、S/Nの劣化量であるミスマッチロスは1.34dB改善でき、8次のテイラー窓関数重み付けとした場合、ミスマッチロスは1.14dB改善でき、 \cos^3 窓関数重み付けとした場合、ミスマッチロスは2.38dB改善することができる。

【0120】上記した本発明の実施の一形態にかかるスペクトル拡散多重化通信機による場合の多重化チャープ信号に対するビット誤り率特性例を図10に示す。図10において実線は理論値を示し、○は1信号多重化の場合を、△は2信号多重化の場合を、□は3信号多重化の場合を、▽は4信号多重化の場合を、◇は7信号多重化の場合を、×は8信号多重化の場合を、●は9信号多重化の場合をそれぞれ示している。図10から判るとおりほとんど多重化による劣化のない特性が得られる。

【0121】なおまた、上記した本発明の実施の一形態にかかるスペクトル拡散多重化通信機において、2値差動位相変調の場合を例示したが、他の多値差動位相変調の場合であってもよい。例えば3値差動位相変調の場合は図7に示す場合と同様にマッチドフィルタを3系統用意して、それぞれの系統の出力電極を構成する2個のチャープ電極の位置をチャープ信号の中心周波数に対して互いに1/3波長異なるように配置すればよく、入力されたスペクトル拡散変調信号2周期間に0ラジアン、 $2\pi/3$ ラジアンもしくは $4\pi/3$ ラジアンの位相差を持って差動位相変調された信号に対して、同相で加算される出力電極は3系統のうちのいずれか1系統のみであっても、3値差動位相変調のデータの復調も可能となる。同様に4値以上の差動位相変調の場合にも対応させることができる。

【0122】また上記した本発明の実施の一形態にかか

るスペクトル拡散多重化通信機では、前に基準周波数 f_0 をチャープ信号の中心周波数として差動位相変調を施す場合を例示したが、特にチャープ信号の中心周波数で2値以上の多値の変調を施す必要はなく、基準周波数 f_0 をチャープ信号の最大周波数として差動位相変調を施しても、同様に基準周波数 f_0 をチャープ信号の最小周波数として差動位相変調を施してもよい。

【0123】チャープ信号の最大周波数によって差動位相変調された信号を復調する場合はデータ復調用SAWマッチドフィルタ13において各系統を構成する2つの出力電極間の配置の間に、チャープ信号の最大周波数に基づく波長 λ_0 の1/2の差を持たせればよい。チャープ信号の最小周波数によって差動位相変調された信号を復調する場合はデータ復調用SAWマッチドフィルタ13において各系統を構成する2つの出力電極間の配置の間に、チャープ信号の最小周波数に基づく波長の1/2の差を持たせればよく、他の周波数に設定した場合も同様である。

【0124】さらに、上記のデータ復調用SAWマッチドフィルタ13がアップ・チャープ信号の場合を例示したが、ダウン・チャープ信号の場合も同様に構成することができる。

【0125】

【発明の効果】以上説明したように本発明にかかるスペクトル拡散多重化通信機によれば、スペクトル拡散のためにチャープ信号を用いたスペクトル拡散多重化通信機において、交信のためのチャープ信号を単位時間当たりの周波数変化量が時間と共に変化するチャープ信号としたため、タイムサイドローブが低減され、かつS/Nが劣化することもないという効果が得られる。さらに、スペクトル拡散多重化通信機の構成が簡単になるという効果もある。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の実施の一形態にかかるスペクトル拡散多重化通信機の構成を示すブロック図である。

【図2】本発明の実施の一形態にかかるスペクトル拡散多重化通信機におけるSAW-DDLの構成を示す模式斜視図である。

【図3】本発明の実施の一形態にかかるスペクトル拡散多重化通信機におけるチャープ信号の説明に供する波形図である。

【図4】本発明の実施の一形態にかかるスペクトル拡散多重化通信機におけるチャープ信号の説明に供する波形図である。

【図5】本発明の実施の一形態にかかるスペクトル拡散多重化通信機におけるSAW-DDLへの入力の説明に供する波形図である。

【図6】本発明の実施の一形態にかかるスペクトル拡散多重化通信機におけるSAW-DDLからの出力の説明に供する波形図である。

【図7】本発明の実施の一形態にかかるスペクトル拡散多重化通信機におけるSAWマッチドフィルタの構成を示す模式斜視図である。

【図8】本発明の実施の一形態にかかるスペクトル拡散多重化通信機におけるSAWマッチドフィルタの作用の説明に供する波形図である。

【図9】本発明の実施の一形態にかかるスペクトル拡散多重化通信機におけるデマルチプレクサの入力信号の波形図である。

【図10】本発明の実施の一形態にかかるスペクトル拡散多重化通信機における多重化チャープ信号に対するビット誤り率の特性図である。

【図11】従来のデジタルエンコードドチャープキャリア装置の構成を示すブロック図である。

【図12】チャープ信号をスペクトル拡散に利用した従来の送信機の構成を示すブロック図である。

【図13】チャープ信号をスペクトル拡散に利用した従

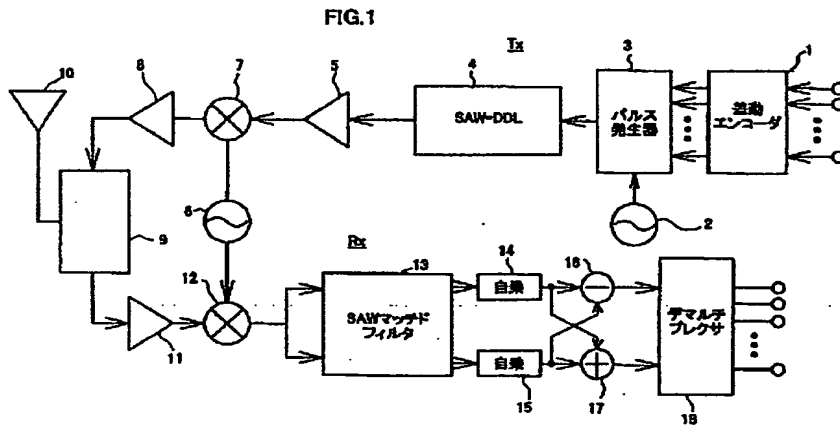
来の受信機の構成を示すブロック図である。

【図14】図13に示した受信機の作用の説明に供する波形図である。

【符号の説明】

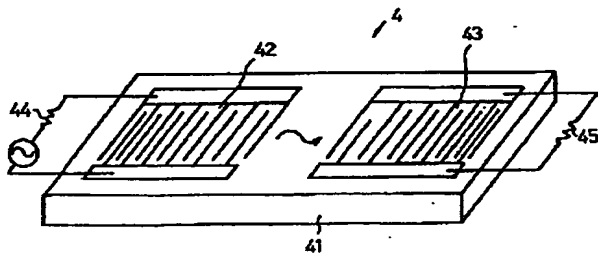
- 1 差動エンコーダ
- 3 パルス発生器
- 4 SAW-DDL
- 9 送受信切替器
- 13 データ復調用SAWマッチドフィルタ
- 14および15 自乗回路
- 16 減算回路
- 17 加算回路
- 18 デマルチプレクサ
- 41および131 圧電基板
- 42、132および135 入力電極
- 43、133、134、136および137 出力電極
- m1およびm2 第1および第2の系統

【図1】



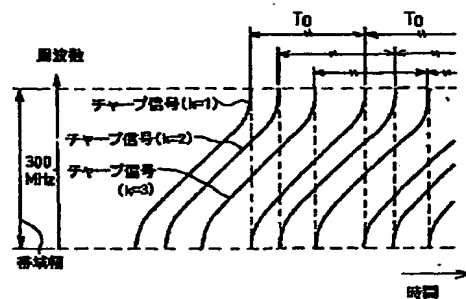
【図2】

FIG.2



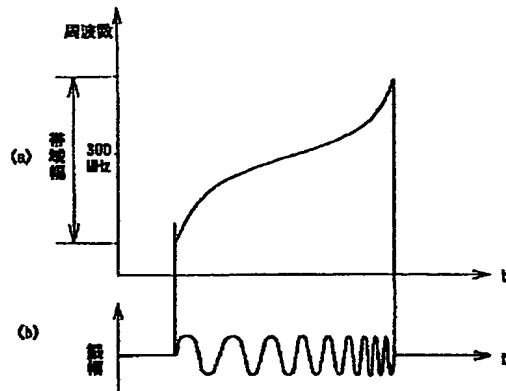
【図4】

FIG.4



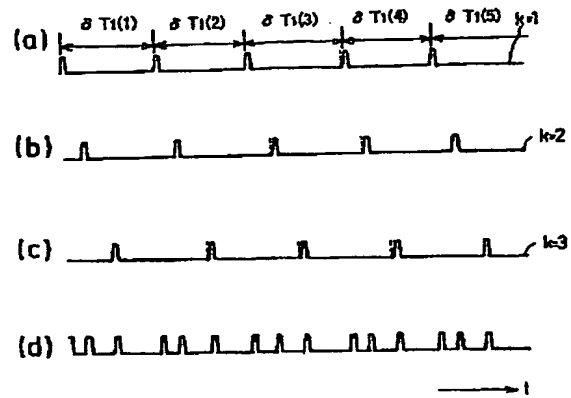
【図3】

FIG. 3



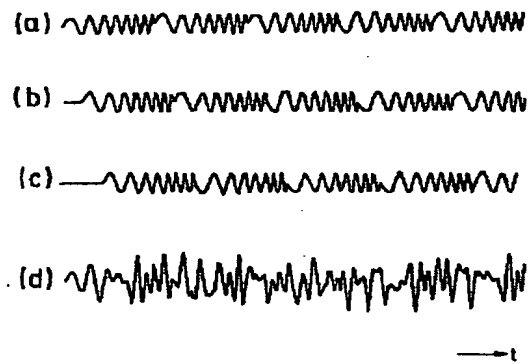
【図5】

FIG. 5



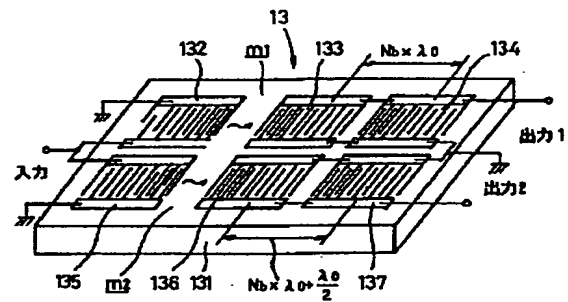
【図6】

FIG. 6



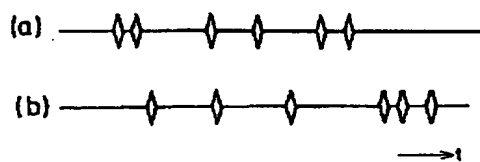
【図7】

FIG. 7



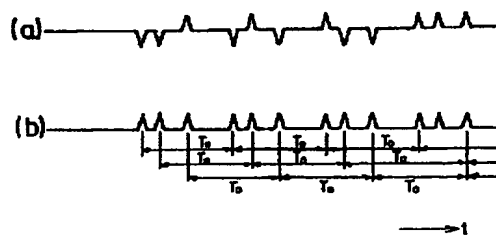
【図8】

FIG. 8



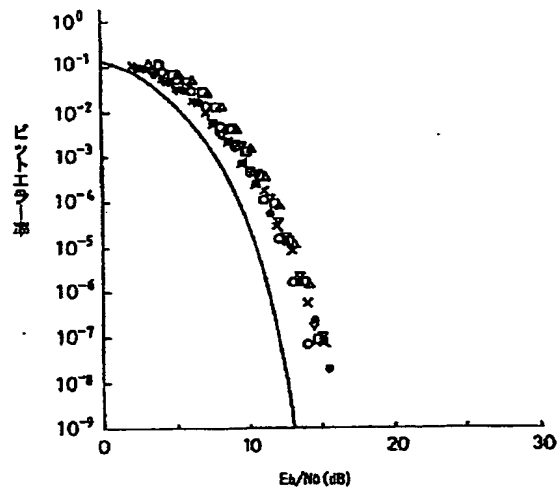
【図9】

FIG. 9



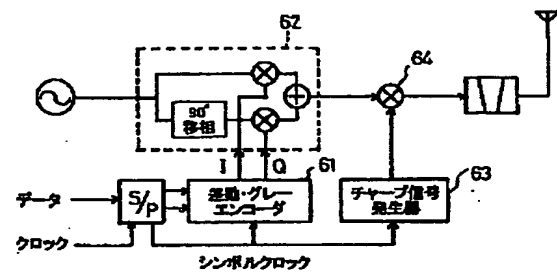
【図10】

FIG.10



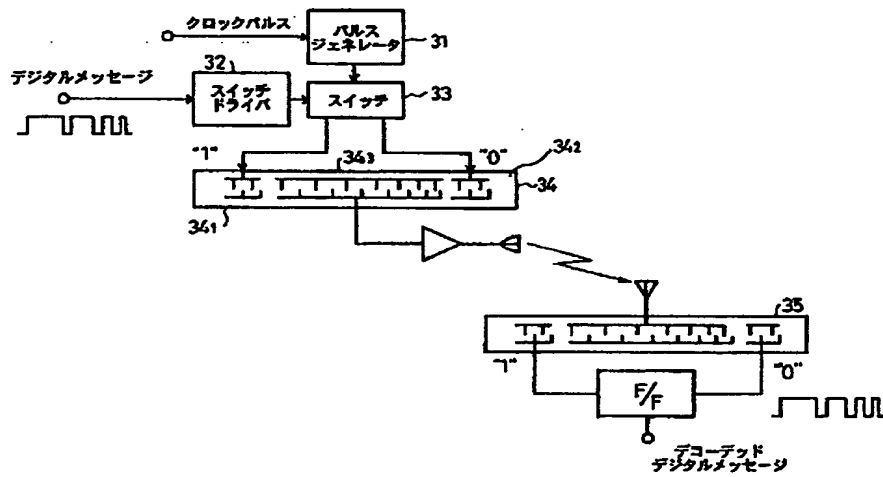
【図12】

FIG.12



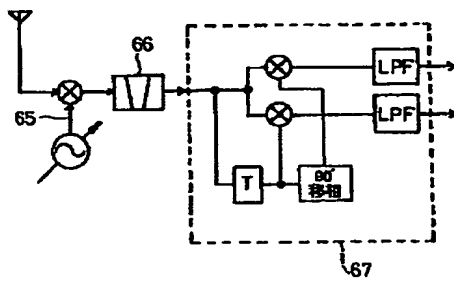
【図11】

FIG.11



【図13】

FIG.13



【図14】

FIG.14

